

зданием в целом. Для этого следует предусматривать устройство квартирных систем отопления с горизонтальной разводкой труб и установкой счетчика расхода теплоты (теплосчетчика) для каждой квартиры. В проектируемых энергоэффективных домах с газовыми котлами для теплоснабжения каждой квартиры применяются квартирные системы отопления с горизонтальной разводкой труб, а поквартирный учет выполняется по счетчикам расхода газа.

Список использованных источников:

1. ТКП 45-2.04-43-2006. Строительная теплотехника. Строительные нормы проектирования / Министерство архитектуры и строительства РБ – Мн. 2007.
2. СНБ 4.02.01-03 Отопление, вентиляция и кондиционирование воздуха / Министерство архитектуры и строительства РБ – Мн. 2004 – 66с.
3. ТКП 45-2.04-196-2010. Тепловая защита зданий. Правила определения / Министерство архитектуры и строительства РБ – Мн. 2010 – 26с.

Л.А.Величко, Н.Н.Ворсин, В.М.Косарев

НИЗКОБЮДЖЕТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПИТАНИЯ ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИХ СВЕТОДИОДНЫХ ЛАМП

Брестский государственный технический университет, кафедра физики

Увеличение доли светодиодного освещения приводит к возрастанию количества решений в построении сопутствующей электроники. Ситуация в этой области аналогична той, которая наблюдалась в период широкого внедрения люминесцентных ламп. С одной стороны, имеются классические решения многокаскадного построения на основе специально разработанных микросхем с внутренним корректором коэффициента мощности, с другой, имеется потребность в простых дешевых устройствах, которые не обременяют своей стоимостью общую цену лампы, могут встраиваться в ее цоколь и обеспечивают достаточные показатели качества питания. Широко применяемый простейший преобразователь питания, состоящий из выпрямителя и емкостного балласта [1], не удовлетворяет последнему условию. В связи с этим представляют интерес промежуточные по сложности и стоимости варианты построения преобразователя, которые аналогичны высококлассным по принципу работы и техническим характеристикам, но имеют меньшую стоимость. Такие устройства, как правило, не используют специальных микросхем и работают в автоколебательном режиме. От них не требуется большой мощности, что позволяет обходиться простейшими мерами защиты сети от создаваемых импульсных помех и реактивности потребляемого тока.

Вниманию производителей светодиодных ламп т.н. прямой замены представляется относительно дешевый преобразователь питания, который может встраиваться в цоколь лампы. Преобразователь обеспечивает стабильную величину тока светодиодов, которая определяется одним резистором и может выбираться в интервале от десятков до сотен миллиампер. Диапазон питающих напряжений, в котором величина тока изменяется не более чем на 10%, составляет 150 - 250 В. Мощность в нагрузке зависит от количества подключенных последовательно светодиодов и может составлять от единиц до 20 Вт. Обычно мощность светодиодных ламп прямой замены не превышает 15 Вт. КПД преобразователя более 80% во всем диапазоне напряжений питания. Высокочастотные пульсации тока

светодиодов ослабляются LC фильтром до величины, меньшей 0.5%. Низкочастотные пульсации подавляются в результате стабилизации тока светодиодов. Следует сказать, что преобразователь предназначен для питания ламп от сети 220 В. Расширение допустимого напряжения питания вниз до 150 В имеет целью подавление пульсаций выходного тока на низкой частоте сети при значительных пульсациях напряжения входного выпрямителя. В результате удастся получить приемлемый, более 85%, коэффициент мощности преобразователя, что сравнимо с данным показателем у высококачественных устройств.

Общая схема питания светодиода с широтно-импульсным регулированием [1,2]

показана на рисунке 1. Она включает в себя, помимо первичного источника питания – E, последовательный индуктор – L и электронный ключ - K, который периодически замыкает и размыкает цепь питания. Дополнительный диод – D создает цепь протекания тока при разомкнутом ключе. В замкнутом состоянии ключа, называемым активной фазой, ток питания через светодиод и индуктор под действием ЭДС первичного источника питания-E возрастает во времени до заданной величины. Затем ключ

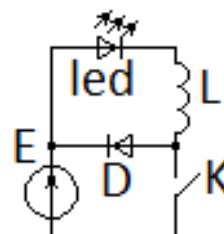


Рисунок 1

размыкается, и наступает пассивная фаза. Ток, накопленный в индукторе, по-прежнему протекает через светодиод и далее замыкается с помощью вспомогательного диода. В течение пассивной фазы ток светодиода уменьшается. Т.о. пульсации тока светодиода являются неизбежным следствием импульсного питания. Их можно уменьшить до любой заданной величины путем шунтирования светодиода конденсатором достаточной емкости. Это не влияет на величину пульсаций пилообразного тока индуктора и позволяет при значительной их величине питать светодиод, практически постоянным током.

С помощью цепи сравнения и обратной связи можно стабилизировать средний ток светодиода, что принято в большинстве сложных реализаций устройств питания. Однако упрощенные устройства могут основываться на стабилизации максимального значения тока индуктора. Это позволяет значительно уменьшить количество элементов в их составе. Различие среднего и пикового значений тока можно оценить по следующей формуле

$$I_{cp} = I_{max} \left(1 - \frac{U}{2LfI_{max}} \right) \quad (1)$$

в которой U – напряжение на светодиоде, f – частота работы преобразователя. Задавшись 10%-ным различием между I_{cp} и I_{max} , а также, ограничив напряжение светодиодов: $U < 50$ В, получим связь частоты преобразования с требуемой при этом индуктивностью: $f \cdot L \approx 300$ Ом. Приемлемой величиной индуктивности является $L = 2 - 4$ мГн. Следовательно, частота преобразования может находиться в пределах 100 – 200 кГц. Работа на столь высоких частотах снижает достижимый КПД преобразователя. Это является платой за упрощение его цепи. Однако можно учесть, что мощность светодиодных ламп, для которых разрабатывается преобразователь питания, не велика, и с некоторым снижением КПД можно примириться. При построении экспериментальных макетов была проверена работа преобразователя в частотном интервале $f = 100 - 140$ кГц, с индуктивностью $L = 2$ мГн.

Для получения автоколебательного режима работы с одновременной стабилизацией пикового тока индуктора использован генератор с эмиттерной (истоковой) отрицательной обратной связью (ООС), осуществляемой через элемент с S-образной или N-образной вольтамперной характеристикой. Подобная схемотехника широко используется для построения недорогих импульсных блоков питания [3]. На

рисунке 2 показаны варианты схемы преобразователя с биполярным и МОП ключевым транзистором.

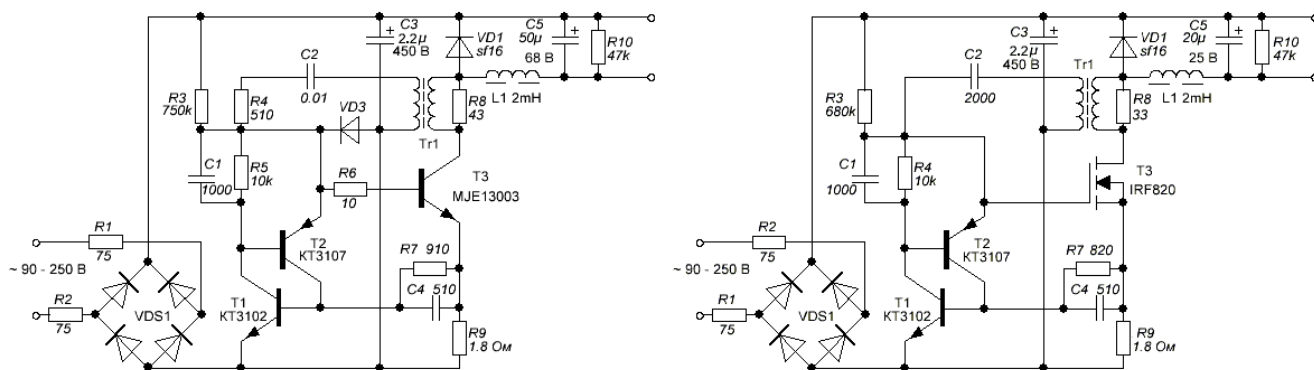


Рисунок 2

В качестве элемента с отрицательным сопротивлением применен триггер на транзисторах VT1-VT2. При замкнутом ключевом транзисторе (активная фаза) ток через него, индуктор L1 и напряжение на резисторе обратной связи R9 увеличиваются во времени линейно до величины переключения триггера, т.е. до величины открывания транзистора T1. После переключения триггера его транзисторы оказываются в состоянии насыщения и быстро обнуляют напряжение на управляющем электроде ключевого транзистора, что приводит к прекращению тока через него и началу пассивной фазы. Короткое время транзисторы T1, T2 поддерживаются в состоянии проводимости за счет тока разряда через них конденсатора C2. После этого ток триггера определяется только напряжением первичного источника питания и резистором R3. Последний выбран таким образом, что создаваемый через него ток недостаточен для удержания триггера в состоянии открытых транзисторов. Следовательно, после разряда конденсатора C2 триггер переключится в исходное состояние, в котором его транзисторы не обладают проводимостью. При этом входной электрод ключевого транзистора отключается от общего провода и напряжение на нем начнет медленно увеличиваться – по мере зарядки конденсатора C2 через резистор R3. Когда это напряжение достигнет пороговой величины ключевого транзистора, последний открывается, и описанный цикл повторится.

Очевидно, что такой цикл не может обеспечить хороший КПД преобразования, поскольку процесс открывания ключевого транзистора, в течение которого он потребляет значительную мощность, будет очень медленным. Для минимизации потерь мощности в ключевом элементе необходимо кардинально ускорить процессы его переключения. С этой целью в цепь преобразователя введена дополнительная положительная обратная связь (ПОС) через трансформатор Tr1. Глубина и частотная характеристика этой ПОС оказывают сильное влияние на параметры всего преобразователя, включая частоту преобразования. Прежде всего, необходимо обратить внимание на резистор R8, шунтирующий первичную катушку трансформатора. Совместно с индуктивностью этой катушки – $L_{1тр}$ он создает постоянную времени $\tau_1 = L_{1тр}/R_8$, которая определяет длительность пассивной фазы и, следовательно, частоту работы преобразователя. Для лавинообразного протекания процесса открывания транзисторного ключа петлевой коэффициент ПОС должен превышать единицу. При использовании МОП транзистора на выполнимость этого условия существенное влияние оказывает входная электроемкость транзистора, которая нелинейна и сравнима по величине с емкостью разделительного

конденсатора C_2 . Петлевой коэффициент передачи в этом случае выражается формулой

$$k_{\text{петл}} = \frac{C_2}{C_2 + C_{\text{вх}}} \frac{SR_8}{1 + p\tau_1 + p\tau_2} \quad (2)$$

где S – крутизна проходной ВАХ ключевого транзистора, которая равна нулю при запертом транзисторе и линейно увеличивается при его открывании [4], τ_2 – постоянная времени цепочки из R_8 и емкости C_2 - $C_{\text{вх}}$. Поскольку лавинное открывание транзистора должно начинаться при малом токе через него, оценку требуемой величины R_8 необходимо проводить при S , значительно меньшей, например, в 10-20 раз, справочных значений. Мощные МОП и биполярные транзисторы в активном режиме имеют S несколько ампер на вольт. Приняв $S=0.1$ А/В, $\tau_1 \gg \tau_2$, $C_2 \approx C_{\text{вх}}$, получим оценку нижней границы шунтирующего резистора $R_8 > 10$ Ом. Как видно из схем рисунка 2, на практике сопротивление этого резистора выбирается в несколько раз большим нижней границы, что обеспечивает лавинообразный процесс открывания транзистора при малом токе через него и способствует уменьшению потерь мощности.

Как уже отмечалось, длительность пассивной фазы при наличии трансформаторной ПОС определяется индуктивностью катушек трансформатора.

Можно показать, что время пассивной фазы определяется упрощенной формулой: $t_{\text{пф}} \approx (3 - 4)\tau_1$.

В результате определяется методика инженерного расчета данных преобразователей. Продемонстрируем ее на примере экспериментального образца с МОП транзистором, схема которого показана на рисунке 2. Исходными данными являются требуемый ток светодиодов – $I_{\text{ср}}=350$ мА, напряжение на них – $U_{\text{д}}=18$ В, величина питающего напряжения на выходе выпрямителя $E=300$ В, желаемая по конструктивным соображениям индуктивность индуктора – $L=2$ мГн.

Зададимся частотой преобразования $f=100$ кГц (период $T=t_{\text{аф}}+t_{\text{пф}}=10$ мкс). и определим длительность пассивной фазы $t_{\text{пф}}=T(1-U_{\text{д}}/E)=9.4$ мкс. Длительность пассивной фазы определяет размах пульсаций тока индуктора $\Delta I=U_{\text{д}}t_{\text{пф}}/L=84.6$ мА. При заданной величине $I_{\text{ср}}$ определится пиковое значение тока индуктора $I_{\text{max}}=I_{\text{ср}}+\Delta I/2=392$ мА. Найдем сопротивление токозадающего резистора R_9 в цепи истока ключевого транзистора. Напряжение переключения триггера положим равным $U_{\text{бз}}=0.7$ В. Тогда $R_9=U_{\text{бз}}/I_{\text{max}}=1.78$ Ом. Задаемся сопротивлением резистора R_8 , шунтирующего первичную катушку трансформатора ПОС. Минимально допустимое сопротивление этого резистора 10 Ом, выберем $R_8=30$ Ом. Исходя из времени пассивной фазы, определим индуктивность катушек трансформатора ПОС: $L \approx t_{\text{пф}}R_8/3=94$ мкГн. Отношение сопротивлений резисторов R_7/R_3 должно обеспечить неустойчивое состояние насыщенных транзисторов триггера при максимальной величине питающего напряжения. Это условие выражается формулой $R_7/R_3=0.5V/E_{\text{max}}$. Задав $E_{\text{max}}=350$ В и $R_7=1$ кОм, получим $R_3=700$ кОм. Т.О. параметры элементов цепи определены.

Тепловая ООС является желательным свойством преобразователя питания мощных светодиодов. Удивительно, что разработчики весьма сложных и дорогих преобразователей оставляют этот вопрос без внимания. В рассматриваемом преобразователе тепловая ООС реализуется размещением входного транзистора триггера VT1 на радиаторе светодиодов. Эта мера не изменяет стоимость преобразователя, но позволяет ослабить возможные перегревы светодиодов и, как следствие, продлить срок их службы. Известно, что пороговое напряжение базэмиттерного перехода – $U_{\text{бз}}$ уменьшается при повышении температуры с

крутизной около 2 мВ/град. Следовательно, ток питания светодиодов также будет уменьшаться при их нагреве с крутизной (2 мВ/град)/R9. В результате автоматически находятся равновесная температура и ток светодиодов, исключаяющие их перегрев.

Список использованных источников:

1. Лишик С.И. О светодиодных лампах прямой замены /С.И. Лишик, А.А. Паутино, В.С. Поседейко, Ю.В. Трофимов, В.И. Цвирко // Светотехника. – 2010. № 1–С. 48-54. max
2. Айзенберг Ю.Б. Задача стимулирования производства и применения энергоэффективных светотехнических изделий // Светотехника. – 2009. – № 2. – С. 46-47
3. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
4. Гуртов В.А. Твердотельная электроника / В.А. Гуртов. - М.: Техносфера, 2008, 150 с.

Пойта П.С., Шведовский П.В., Клебанюк Д.Н.

ПРОБЛЕМЫ ОПТИМИЗАЦИИ ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЯ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ И УСТРОЙСТВЕ СВАЙНЫХ ФУНДАМЕНТОВ

Брестский государственный технический университет, кафедра геотехники и транспортных коммуникаций

Сегодня повышению энергетической эффективности в области строительства уделяется особое внимание. При устройстве свайных фундаментов практически для всех объектов характерно формирование «свайных лесов» (рисунок 1), т.е. недопогружение свай до проектных отметок и необходимость их срубки [6, с. 32].



Рисунок 1 – Общие виды свайных полей (г. Брест)

Как показывает практика инженерно-геологические изыскания, выполненные сегодня в экономических разумных пределах, даже принципиально не могут обеспечить достоверных данных для выбора необходимой глубины полного погружения свай.

Отсюда проблема повышения энергетической эффективности устройства фундаментов из забивных свай заводского изготовления требует решения комплекса задач, обеспечивающих практическую осуществимость безотходных технологий устройства свайных фундаментов, учитывая при этом, что: